


 INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE  
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

(51) Internationale Patentklassifikation <sup>6</sup> : H04L 5/06		A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 95/07581
		(43) Internationales Veröffentlichungsdatum:	16. März 1995 (16.03.95)
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP94/02884		(81) Bestimmungsstaaten: CN, JP, US, europäisches Patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).	
(22) Internationales Anmeldedatum: 31. August 1994 (31.08.94)			
(30) Prioritätsdaten: P 43 30 665.9 10. September 1993 (10.09.93) DE P 43 30 672.1 10. September 1993 (10.09.93) DE 94104156.8 17. März 1994 (17.03.94) EP		Veröffentlicht Mit internationalem Recherchenbericht. Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist. Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.	
(34) Länder für die die regionale oder internationale Anmeldung eingereicht worden ist: AT usw.			
(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): DEUTSCHE THOMSON-BRANDT GMBH [DE/DE]; Hermann-Schwer-Strasse 3, D-78048 Villingen-Schwenningen (DE).			
(72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): KLANK, Otto [DE/DE]; Al- lensteiner Strasse 12, D-31274 Lehrte (DE). LAABS, Jürgen [DE/DE]; Zehlendorfer Strasse 60, D-30982 Pattensen (DE).			

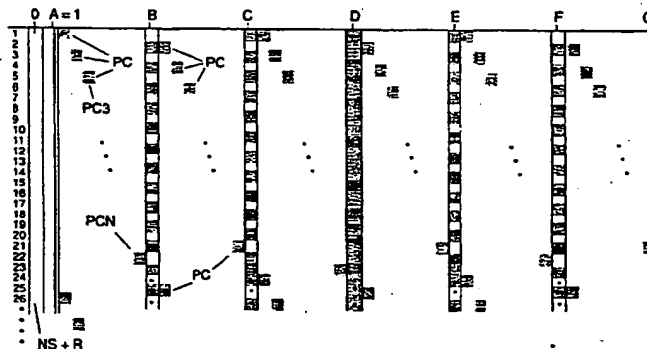
(54) Title: METHOD FOR THE TRANSMISSION OF REFERENCE SIGNALS IN AN OFDM SYSTEM

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR ÜBERTRAGUNG VON REFERENZSIGNALEN IN EINEM OFDM-SYSTEM

## (57) Abstract

Various methods, such as OFDM, QPSK and QAM modulation, are used for the terrestrial transmission of digital radio signals. One of the main problems with such systems is synchronization when a receiver is switched on or tuned into another channel. The invention calls for the power of the signal during part of the length of the synchronization symbol to be fixed at zero or almost zero. During another part of the time, a modulation can be utilized which differs from the modulation used in the rest of the signal and which includes at least one sequence with optimum auto-correlation characteristics, e.g. a number of CAZAC sequences or a bit sequence modulated on a centrally

positioned carrier, the interval between the bits in the sequence or sequences being equal to the time intervals used in scanning the OFDM symbols or a multiple of these time intervals, or half the effective length of the symbol is used with only every other carrier. As a result, only a single symbol is necessary for synchronisation. In a receiver, rough synchronisation is carried out at zero power using the part-symbol, followed by processing of the received signal component of the synchronisation symbol and follow-up control of the oscillator.



# (57) Zusammenfassung

Es sind verschiedene Verfahren für eine terrestrische Übertragung von digitalen Rundfunksignalen bekannt, wie OFDM-, QPSK- und QAM-Modulation. Ein Hauptproblem in Verbindung mit derartigen Systemen ist die Synchronisation in dem Fall, wo ein Empfänger eingeschaltet oder auf einen anderen Kanal abgestimmt wird. Erfindungsgemäß wird die Leistung des Signals während eines Teils der Symboldauer des Synchronisations-Symbols zu null oder nahezu null gesetzt. Über einen weiteren Zeitabschnitt kann eine vom im übrigen Teil benutzte Modulation abweichende Modulation angewendet werden, die zumindest eine Sequenz mit optimalen Autokorrelations-Eigenschaften beinhaltet, z.B. eine Anzahl von CAZAC-Sequenzen oder eine auf einen zentral gelegenen Träger modulierte Bitsequenz, wobei der Abstand der Bits der Sequenz bzw. Sequenzen den bei der (Über-) Abtastung der OFDM-Symbole verwendeten Zeitabständen oder einem Vielfachen dieser Zeitabstände entspricht oder bei halber effektiver Symbollänge nur jeder zweite Träger benutzt wird. Dabei ist nur ein einziges Symbol für die Synchronisation erforderlich. In einem Empfänger erfolgt eine Grob-Synchronisation auf der Basis des Teilsymbols mit Leistung null und danach die Auswertung des empfangenen Signalteils des Synchronisations-Symbols und eine Nachsteuerung des Oszillators.

## LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AT	Österreich	GA	Gabon	MR	Mauretanien
AU	Australien	GB	Vereinigtes Königreich	MW	Malawi
BB	Barbados	GE	Georgien	NE	Niger
BE	Belgien	GN	Guinea	NL	Niederlande
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	NO	Norwegen
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	NZ	Neuseeland
BJ	Benin	IE	Irland	PL	Polen
BR	Brasilien	IT	Italien	PT	Portugal
BY	Belarus	JP	Japan	RO	Rumänien
CA	Kanada	KE	Kenya	RU	Russische Föderation
CF	Zentrale Afrikanische Republik	KG	Kirgisistan	SD	Sudan
CG	Kongo	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	SE	Schweden
CH	Schweiz	KR	Republik Korea	SI	Slowenien
CI	Côte d'Ivoire	KZ	Kasachstan	SK	Slowakei
CM	Kamerun	LI	Liechtenstein	SN	Senegal
CN	China	LK	Sri Lanka	TD	Tschad
CS	Tschechoslowakei	LU	Luxemburg	TG	Togo
CZ	Tschechische Republik	LV	Lettland	TJ	Tadschikistan
DE	Deutschland	MC	Monaco	TT	Trinidad und Tobago
DK	Dänemark	MD	Republik Moldau	UA	Ukraine
ES	Spanien	MG	Madagaskar	US	Vereinigte Staaten von Amerika
FI	Finnland	ML	Mali	UZ	Usbekistan
FR	Frankreich	MN	Mongolei	VN	Vietnam

## Verfahren zur Übertragung von Referenzsignalen in einem OFDM-System

- 5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren für eine digitale Signal-  
übertragung in Rahmen unter Verwendung einer Vielzahl von modul-  
ierten Trägern, entsprechende Auswertungsverfahren für dieses  
Signal und eine entsprechende Vorrichtung zur Decodierung.

10

### Stand der Technik

- Es sind verschiedene Verfahren für eine terrestrische Übertra-  
gung von digitalen Rundfunksignalen bekannt, wie OFDM-, QPSK-  
15 und QAM-Modulation. Ein Hauptproblem in Verbindung mit derarti-  
gen Systemen ist die Synchronisation in dem Fall, wo ein  
Empfänger eingeschaltet oder auf einen anderen Kanal abgestimmt  
wird.

- Es ist ein Synchronisationsverfahren dieser Art für DAB (Digital  
20 Audio Broadcast) bekannt, bei dem ein volles Nullsymbol und ein  
sogenanntes TFPC-Symbol (Time Frequency Phase Control) nachein-  
ander übertragen und im Empfänger in bestimmter Weise ausgewer-  
tet werden. Das TFPC-Symbol ist, wie die Signalströme der zu  
übertragenden Nutzinformation, den einzelnen Trägern bzw. Fre-  
25 quenzen des OFDM-Vielträger-Verfahrens zugeordnet. Zur Auswer-  
tung werden die Abtastwerte in eine Frequenzdarstellung trans-  
formiert, dort ausgewertet und die Ergebnisse wieder in den  
Zeitbereich rücktransformiert. Ein derartiges COFDM-Modulations-  
verfahren ist beschrieben in der DE-A-4128713.

30

### Erfindung

- Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren anzuge-  
35 ben, bei dem nur ein einziges Symbol für die Synchronisation er-  
forderlich ist und welches die Möglichkeit bietet, nennenswerte  
Abweichungen von der normalen Empfänger-Oszillatorfrequenz oder  
eine Abweichung der Senderfrequenz von dem gegebenen Frequenzra-

ster zu detektieren und die Oszillator-Frequenz zu korrigieren. Diese Aufgabe wird durch das in Anspruch 1, 3, 14 und 29 angegebene Verfahren gelöst.

- 5 Der Erfindung liegt die weitere Aufgabe zugrunde, ein Auswertungsverfahren für das erfindungsgemäß übertragene Signal anzugeben. Diese Aufgabe wird durch das in Anspruch 23 und 33 angegebene Verfahren gelöst.
- 10 Der Erfindung liegt die weitere Aufgabe zugrunde, eine Vorrichtung zur Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens anzugeben. Diese Aufgabe wird durch die in Anspruch 9 und 28 angegebene Vorrichtung gelöst.
- 15 Das übertragene Signal enthält eine Vielzahl von modulierten Trägern (OFDM-Modulation, die beschrieben ist z.B. in "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform", Weinstein, S.B. et al., IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-19, No. 15, October 1971 und in "An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform", Hirosaki, B., IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-29, No. 7, July 1981). Zum
- 20 Beispiel kann eine QPSK- und/oder QAM-Modulation für diese Träger verwendet werden. Ein bestimmter Betrag der gesamten
- 25 Kanalkapazität ist bestimmt für die Synchronisierung und die Kanal-Schätz/Korrektur-Daten.

Bei der erfindungsgemäßen Lösung ist die Leistung des Signals während eines Teils der Symboldauer des Synchronisationssymbols

- 30 null oder nahezu null. Über einen weiteren Zeitabschnitt kann ein vom im übrigen Teil benutzten OFDM-Verfahren abweichendes Verfahren zur Modulation angewendet werden. Die Modulation dieses Teils beinhaltet zumindest eine Sequenz mit optimalen Autokorrelationseigenschaften, z.B. eine M-Sequenz, d.h. PRN-Folge
- 35 von maximaler Länge bzw. eine bestimmte Anzahl von sogenannten CAZAC-Sequenzen (constant amplitude zero auto correlation). Derartige CAZAC-Sequenzen sind beschrieben in EP-A-0529421.

- Anstelle einer den Frequenzen zugeordneten Informationsfolge kann diese in zeitlicher Reihenfolge definierte und auf einen zentral gelegenen Träger modulierte Bitsequenz übertragen werden, wobei der Abstand der Bits der Sequenz bzw. Sequenzen den bei der (Über-)Abtastung der OFDM-Symbole verwendeten Zeitabständen oder einem Vielfachen dieser Zeitabstände entspricht oder
- es wird bei halber effektiver Symbollänge nur jeder zweite Träger benutzt.
- 10 Die Länge des Teils mit Leistung null entspricht etwa der halben (OFDM-)Symboldauer, wodurch eine Sequenz etwa die Länge eines Viertels des Symbols hat. Wenn z.B. bei einem TV-Übertragungsverfahren von 2048 möglichen Trägern (Länge oder FFT/Fast Fourier Transformation) 1900 effektiv genutzt werden, so ergibt das
- 15 für den Signalteil des Synchronisationssymbols 950 nutzbare Träger. Damit kann eine M-Sequenz der Länge 512-1 etwa 1,85-mal übertragen werden. Jedem Wert der Sequenz (z.B. null oder eins) wird eine Trägerphasenlage zugeordnet, z.B. bei QPSK  $0^\circ$  und  $180^\circ$ . Für den Anteil von  $1,85-1 = 0,85$  bzw. 85% der zweiten Sequenz wird zweckmäßigerweise eine andere Trägerphasenzuordnung gewählt. Bei einer höherstufigen QAM, z.B. 64-QAM im Fall der TV-Übertragung, werden für den Signalanteil des Synchronisationssymbols nur die einem QPSK-System entsprechenden Grundwerte benutzt, d.h. vier sich um  $90^\circ$  unterscheidende Phasenlagen mit
- 25 konstanter Amplitude.
- Bei QPSK-Modulation können die Sequenzen nur in einem Teilkanal (I oder Q) übertragen werden, und die Datenfolge im anderen Teilkanal ist konstant. Bei einer anderen Lösung werden die Sequenzen in beiden Teilkanälen (I und Q), jedoch mit unterschiedlichem Vorzeichen (0 bzw. 1) übertragen. Bei einer höherstufigen
- 30 QAM oder einer sogenannten Multiresolution-QAM erfolgt dann die Modulation des Synchronisations-Signals auf der untersten Ebene, d.h. auf QPSK-Basis.
- Die vorgeschlagene Aufteilung des Synchronisationssymbols hat
- 35 den Vorteil, daß der Nullanteil und der eigentliche Signalanteil des Syncsymbols je etwa die halbe Symboldauer einnehmen. Bei Mehrwege-Empfang können Verzögerungszeitunterschiede bis zur Dauer der effektiven Sequenz, also bis zur Länge des Signalan-

teils und damit bis zur halben Symboldauer noch identifiziert werden. Diese Dauer ist im allgemeinen größer als die verwendete Guardintervall-Länge, so daß eine vergleichbare oder noch etwas bessere Sicherheit gegen Mehrwegausbreitung erreicht wird.

- 5 Während des Nullanteils kann zusätzlich eine verminderte Anzahl von Trägern zur Senderidentifikation mit einer insgesamt so niedrigen Leistung übertragen werden, daß hierdurch die Detektion des Nullanteils im Empfänger nicht wesentlich beeinflußt wird. Zur optimalen Wahl der Zusammenhänge zwischen Rahmenlänge, Anzahl der Nutzsymbole pro Rahmen und Abtastfolge kann eine von  
10 der Dauer der OFDM-Symbole leicht abweichende Länge des Synchronisationssymbols gewählt werden, in dem der Nullanteil etwas verkürzt oder verlängert ist.

- Um zu einem geringeren Rechenaufwand im Empfänger zu gelangen  
15 und eine bestimmte Form der Auswertung im Empfänger zu ermöglichen, kann eine wesentlich kürzere Sequenz gewählt und entsprechend oft übertragen werden.

- Der Abstand der Bits der Sequenz kann dabei dem n-fachen Wert der bei der Überabtastung der OFDM-Symbole verwendeten Zeitabstände entsprechen, im Folgenden als n-Abstand bezeichnet.  
20

- Vorzugsweise werden CAZAC-Sequenzen der Länge 16 benutzt, was im Fall der 950 nutzbaren Träger eine 59,4-fache Wiederholung bedeutet. Da die Wiederholung genau gleicher Anordnungen bei einer Korrelationsauswertung zu Mehrdeutigkeiten führen würde, werden  
25 die folgenden Sequenzen durch abweichende Wahl der Zuordnung zu den Modulationswinkeln und durch Hinzufügen konstanter Winkeländerungen modifiziert. Jede neu erhaltene Sequenz wird aus Gründen der Eindeutigkeit der Korrelation zweimal übertragen, so daß sich bei dem gewählten Beispiel insgesamt 29 Paare und eine ein-  
30 zeln Sequenz ergeben. Die Modulation kann anstatt direkt über die Trägerfolge auch differentiell ausgeführt werden. Eine genauere Beschreibung ist in der DE-A-4128713 enthalten.

- Bei einem Empfänger für dieses Verfahren erfolgt eine Grobsynchronisation auf der Basis des Teilsymbols mit Leistung null,  
35 indem z.B. durch Gleichrichtung und Filterung des empfangenen und in das Basisband konvertierten Signals Synchronisationsimpulse abgeleitet und zur Festlegung des Rahmenstarts bzw. Symbolfensters benutzt werden. Danach erfolgt auf der Basis der

Grobsynchronisation die Auswertung des Signalanteils des empfangenen Synchronisationssymbols, und danach wird eine genauere Festlegung des Zeitbereiches des Symbols bzw. der Symbole vorgenommen.

- 5 Hierzu wird das in zeitlicher Folge abgetastete Signal wie beim Signalanteil der Nutzinformation durch eine FFT in eine Darstellung im Frequenzbereich transformiert, dort mit der entsprechenden - im Empfänger gespeicherten - Sollsequenz konjugiert-komplex multipliziert (entspricht real einer Division), und
- 10 anschließend wird das Ergebnis wieder in die Zeitdarstellung zurücktransformiert. Dieses Ergebnis repräsentiert die Kanalstoßantwort, nach der der je Symbol abzutastende Zeitbereich (Symbolfenster) so festgelegt wird, daß möglichst alle Komponenten der Stoßantwort erfaßt werden. Hierzu wird ein synchron zum
- 15 Rahmen laufender Zähler entsprechend vor- oder nachgestellt. Eine Korrelation des in die Frequenzdarstellung transformierten Signalteils des Synchronisationssymbols und der im Empfänger gespeicherten Sollsequenz und eine nachfolgende rechnerische Auswertung liefern eine Information über die Frequenzabweichung des
- 20 empfangenen und in eine andere Frequenzlage umgesetzten Signals (z.B. Basisband), die nach Digital-Analogwandlung und Filterung zur Frequenznachstellung des lokalen Oszillators benutzt wird. Im Fall der mehrfachen Übertragung von Sequenzen kürzerer Länge werden die Ergebnisse nach der FFT abschnittsweise auf die
- 25 Grundform der Sequenz umgerechnet, abschnittsweise gemittelt, und es wird dann nur noch eine Korrelation über eine kürzere Länge durchgeführt.

- Im Fall des  $n$ -Abstands wird zur Auswertung eine Korrelation der
- 30 empfangenen Sequenz mit der gespeicherten Sollsequenz durchgeführt. Das Korrelationsergebnis stellt die Kanalstoßantwort dar, nach der der je Symbol abzutastende Zeitbereich (Symbolfenster) so festgelegt wird, daß möglichst alle Komponenten der Kanalstoßantwort erfaßt werden.

- 35 Im Empfänger wird bei der gedehnten Übertragung kürzerer Sequenzen vorzugsweise bei der Korrelation nur jeder  $n$ -te Wert der mit unveränderter Folge durchgeführten Abtastung benutzt. Alternativ werden im Empfänger  $n$  Korrelationen mit um ein bis  $n$

Abtastintervalle versetzten Folgen, bei denen nur jeder n-te erhaltene Wert genutzt wird, durchgeführt. Dabei wird entweder nur das Ergebnis mit dem höchsten Spitzenwert weiter benutzt, oder es werden die Ergebnisse von n Korrelationen gemittelt. Im Prinzip kann auch bereits eine Mittelung der jeweils n Abtastwerte vorgenommen werden, wobei dann die Korrelation mit den Resultaten durchgeführt wird.

Die Korrelation bzw. Korrelationen können auch in diesem Fall durch Transformation der empfangenen Sequenz in eine Frequenzdarstellung, konjugiert-komplexe Multiplikation mit einer entsprechenden Sollfolge und Rücktransformation realisiert werden. Eine vorteilhafte Auslegung ergibt sich auch in diesem Fall, wenn der Nullanteil und der eigentliche Signalanteil des Syncsymbols je etwa die halbe Symboldauer einnehmen, weil bei Mehrwege-Empfang Verzögerungszeiten bis zur Dauer der effektiven Sequenzlänge, also bei doppelter Übertragung bis zur halben Länge des Signalanteils und damit einem Viertel der Syncsymboldauer zulässig sind, und diese Dauer etwa der üblicherweise verwendeten Guardintervall-Länge entspricht.

Das übertragene Signal kann ein Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbol enthalten, welches durch eine bestimmte Zahl von CAZAC-Sequenzen (constant amplitude zero auto correlation) moduliert ist. Zusätzlich wird dann in jedem Rahmen ein weiteres Referenzsymbol übertragen, das mindestens mit einer Pseudo-Zufallssequenz moduliert ist, die eine größere Länge hat als jede dieser CAZAC-Sequenzen.

In einer weiteren Ausführungsform der Erfindung wird ein Teil der CAZAC-Sequenzen des als erstes genannten Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbols durch mindestens eine Pseudo-Zufalls-Sequenz ersetzt, die eine größere Länge hat als jede dieser CAZAC-Sequenzen, wobei derartige größere Sequenzen vorzugsweise bei den äußeren Trägern angeordnet sind, d.h. bei den niedrigsten und den höchsten Frequenzen.

Die Pseudo-Zufalls-Sequenzen können in einem Differenz-Mode codiert sein. In vorteilhafter Weise werden die Codewörter unter Verwendung von QPSK auf die Träger aufmoduliert.



Die Pseudo-Zufalls-Sequenzen können eine optimale Autokorrelations-Charakteristik (z.B. M-Sequenzen) aufweisen, z.B. durch Verwendung einer Maximallänge von  $2^n - 1$ .

In einem Decoder werden derartige zusätzliche Sequenzen nach der  
5 Demodulation (einschließlich FFT) und der differenziellen Rückumwandlung durch eine Korrelation ausgewertet. Die CAZAC-Sequenzen werden so ausgewertet, wie es in EP-A-0529421 beschrieben ist.

Die resultierende Information kann verwendet werden um folgendes  
10 zu korrigieren:

- die Frequenz mindestens eines der Oszillatoren, die im Empfänger für die Frequenzumsetzung benutzt werden;
- oder, in einer ähnlichen Anordnung, beispielsweise einem Multiplizierer;
- 15 - oder im Falle von PLL-gesteuerten Oszillatoren für die Korrektur des Referenz-Oszillators.

Die zusätzlichen Pseudo-Zufalls-Sequenzen dienen als Bereichsausweitungs-Information (extended area information), die es ermöglichen, wesentliche Abweichungen der normalen Empfänger-Os-  
20 zillatorfrequenz zu ermitteln und zu korrigieren oder die Oszillatorfrequenz zu ermitteln und zu korrigieren, wenn die Senderfrequenz von einem vorgegebenen Raster (offset) abweicht.

Vorzugsweise werden die übertragenen Pseudo-Zufalls-Sequenzen noch weiter ausgewertet, nachdem die erforderliche Oszillator-  
25 oder Frequenzumsetz-Genauigkeit erreicht ist. Dieses Ergebnis kann jedoch auch solange keine Auswirkung haben, wie ein festgelegter Abweichungs-Bereich nicht überschritten wird.

Als weiteres Merkmal können innerhalb eines Rahmens mehrere Symbole benutzt werden, die mit den CAZAC- und dem zusätzlichen  
30 Pseudo-Zufalls-Sequenzen moduliert sind.

Vorteilhaft können die Referenzsymbole als Zeit-Frequenz-Phasensymbole dienen.

Beide der oben beschriebenen Typen von Referenzsymbolen können zusammen mit weiteren speziellen Symbolen oder Pilotzellen be-  
35 nutzt werden, die durch einen Träger und ein Zeitfenster oder ein Zeitsymbol definiert sind, d.h. welche nur einen Teil der Träger zu bestimmten Zeitperioden belegen, um den Kanalstatus zu bestimmen und für eine nachfolgende Kanal-Korrektur.

Im Prinzip ist das erfindungsgemäße Verfahren geeignet für die digitale Signalübertragung in Rahmen unter Verwendung einer Vielzahl von modulierten Trägern, eines Null-Symbols und eines Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbols, welches unter Verwendung

5 von CAZAC-Sequenzen moduliert ist, wobei entweder innerhalb eines Rahmens mindestens ein weiteres Referenzsymbol übertragen wird, welches mit mindestens einer Pseudo-Zufalls-Sequenz moduliert ist, die eine größere Länge als irgendeine dieser CAZAC-Sequenzen hat

10 oder dieses Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbol auch mit mindestens einer Pseudo-Zufalls-Sequenz moduliert ist, die eine größere Länge hat als irgendeine dieser CAZAC-Sequenzen, wobei diese Sequenzen mit größerer Länge im wesentlichen bei den äußeren Trägern, d.h. bei den niedrigsten und bei den höchsten Trägerfrequenzen, angeordnet sind.

15

Vorteilhafte Weiterbildungen des erfindungsgemäßen Verfahrens ergeben sich aus den zugehörigen abhängigen Ansprüchen.

20

Im Prinzip enthält die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Decodieren eines gemäß dem erfindungsgemäßen Verfahren übertragenen digitalen Signals:

- Demodulationsmittel zum Demodulieren des empfangenen Signals;
- 25 - nachfolgende Null-Signalanteil-Detektormittel zum Detektieren des Nullsymbols;
- OFDM-Decodermittel für das demodulierte empfangene Signal;
- digitale Synchronisations-Auswertmittel für das demodulierte empfangene Signal, die durch ein Ausgangssignal der Null-
- 30 Signalanteil-Detektormittel gesteuert sind und die die OFDM-Decodermittel steuern und die außerdem auswerten entweder
- das weitere Referenzsymbol, welches mit mindestens einer Pseudo-Zufalls-Sequenz moduliert ist, die eine größere Länge
- 35 hat als irgendeine der CAZAC-Sequenzen hat,
- oder
- das Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbol, welches auch mit mindestens einer Pseudo-Zufalls-Sequenz moduliert ist, die

eine größere Länge hat als irgendeine der CAZAC-Sequenzen, wobei diese Sequenzen mit größerer Länge im wesentlichen bei den äußeren Trägern, d.h. bei den niedrigsten und bei den höchsten Trägerfrequenzen, angeordnet sind.

5

Vorteilhafte Weiterbildungen der erfindungsgemäßen Vorrichtung ergeben sich aus den zugehörigen abhängigen Ansprüchen.

## 10 Zeichnungen

Anhand der Zeichnungen sind Ausführungs-Beispiele der Erfindung beschrieben. Diese zeigen in:

Fig. 1 Signalaufbau;

15 Fig. 2 Blockschaltbild für die Senderseite;

Fig. 3 Blockschaltbild für die Empfängerseite;

Fig. 4 Blockschaltbild für Empfänger-Synchronisation im Fall des  $n$ -Abstands;

Fig. 5 weiteres Blockschaltbild für Empfänger-Synchronisation;

20 Fig. 6 Anordnung von Synchronisations- und Referenzsymbolen und Pilotzellen in einem ersten Mode;

Fig. 7 Anordnung von Synchronisations- und Referenzsymbolen und Pilotzellen in einem zweiten Mode;

25 Fig. 8 weiteres Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Empfängers;

Fig. 9 detaillierteres Blockschaltbild für die digitale Synchronisation in Fig. 8;

Fig 10 Basis-CAZAC-Sequenz.

30

## Ausführungs-Beispiele

In Fig. 1 enthält der gesamte Rahmen R zunächst den schraffiert dargestellten Anteil 1 mit Leistung 0 oder annähernd 0, darauf  
35 den Signalanteil 2 des Synchronisations-Symbols mit der vom Nutzsignal abweichenden Modulation, wobei 1+2 das gesamte Syn-  
cysymbol darstellen. Darauf folgt der Abschnitt 3 mit den OFDM-Symbolen für die Nutzdaten.

Im OFDM-Signalgenerator 5 der Fig. 2 wird mit Hilfe des Nutzdatenstromes D (z.B. Fernseh-Bilddaten) ein OFDM-Basisbandsignal erzeugt. In der Syncstufe 8 wird aus dem Taktsignal C das Synchronisations-Symbol, bestehend aus dem Nullanteil und dem Signalanteil (Sequenz), im Basisband erzeugt. Die Synchronität zwischen den Signalen der Stufen 5 und 8 wird dadurch hergestellt, daß ein aus der Stufe 8 stammendes Takt- und Fenstersignal den Signalablauf in der Stufe 5 steuert. Die beiden erzeugten Basisbandsignalanteile werden in der Addierstufe 6 zusammengefügt. Das Ausgangssignal der Addierstufe 6, enthaltend das OFDM-Signal und das Syncsymbol, wird über den D/A-Wandler 9 dem Modulator 10 zugeführt. Dieser liefert an der Klemme 11 das modulierte RF-(Radiofrequenz)-Signal. Dem Modulator 10 wird von dem Trägeroszillator TO das zu modulierende Trägersignal zugeführt.

In der Demodulatorstufe 13 von Fig. 3 wird das empfangene RF-Signal mit Hilfe des vom Oszillator TO kommenden Signals in die Basisbandlage heruntergemischt. Das Ausgangssignal der Stufe 13 gelangt einmal auf den A/D-Wandler 14 und zum anderen auf die Schaltung 15 zur Auswertung des Nullanteils, deren Ergebnis zur Steuerung der Auswertung des Signalanteils des Synchronisationsymbols in einer digitalen Synchronisier-Stufe 16 verwendet wird. Diese erhält dazu das Ausgangssignal des A/D-Wandlers 14, das außerdem noch auf die OFDM-Signalverarbeitungsschaltung 17 gegeben wird. Der Rahmenstart- und Symbolfenster-Ausgang der Stufe 16 steuert die Schaltung 17. Außerdem steuert der Synchronisationsanteil des Ausgangssignals den Taktgenerator 18, der wiederum die erforderlichen Steuersignale für die Schaltung 17 erzeugt. An der Klemme 19 steht dann wieder das Datensignal D und an der Klemme 20 das Taktsignal C für die Zeitsteuerung der Wiedergabschaltung zur Verfügung.

Fig. 4 zeigt ein Blockschaltbild für die Empfänger-Synchronisation. Das Basisbandsignal BS gelangt von der Klemme 21 an den Eingang der  $I^2+Q^2$ -Stufe 22, deren Ausgang über das Filter 23 und den Komparator 24 an den Eingang der Schaltung 25 für die zeitliche Positionierung angeschlossen ist. Dabei werden die

Quadrate der Signalanteile I und Q aufsummiert, gefiltert und im Komparator 24 mit einem Schwellwert verglichen. Das Ergebnis ist ein dem Nullanteil entsprechender Synchronisationsimpuls, zu dem in der Schaltung 25 vorläufige Zeitpunkte für den Rahmenstart und für die Symbolfenster bestimmt werden. Das Ausgangssignal der Schaltung 25 gelangt auf den ersten Eingang der Schaltung 26 für die Sync-Überwachung, deren Ausgang an den Eingang des Symbol/Rahmen-Zählers 27 angeschlossen ist. Das digitale Syncsymbol DS gelangt von der Klemme 30 an den Eingang des Korrelators 31, in dem, zeitlich gesteuert durch das Fenstersignal 35, die Korrelation von empfangener Datenfolge und gespeicherter Sollsequenz durchgeführt wird. Das Ergebnis ist eine die Kanalstoßantwort repräsentierende zeitliche Folge von Datenwerten. Mit diesem Signal erfolgt in der Integrations- und Positionier-Schaltung 32 eine genaue zeitliche Positionierung des Rahmenstarts und der Symbolfenster. Je nachdem, ob das Signal zeitlich gegenüber dem des Vorrahmens vor oder nacheilt, wird eine entsprechende Stellungsinformation in der Stufe 33 gebildet und über die Syncüberwachungsschaltung 26 an den Rahmenzähler weitergegeben. Die Ausgangsklemme 28 der Schaltung 27 liefert das Signal für den Rahmenstart und das Symbolfenster und ist außerdem über die Leitung 29 auf einen weiteren Eingang der Schaltung 26 rückgekoppelt. Ein zweiter Ausgang der Schaltung 27 liefert über die Leitung 34 das Fenstersignal 35 für den Korrelator 31. An den Steuereingang 36 der Schaltung 27 ist das Taktsignal C vom Clockgenerator angelegt.

In Fig. 5 gelangt das Basisbandsignal BS von der Klemme 21 an den Eingang der  $I^2+Q^2$ -Stufe 22, deren Ausgang über das Filter 23 und den Komparator 24 an den Eingang der Schaltung 25 für die zeitliche Positionierung angeschlossen ist. Dabei werden die Quadrate der Signalanteile I und Q aufsummiert, gefiltert und im Komparator 24 mit einem Schwellwert verglichen. Das Ergebnis ist ein dem Nullanteil entsprechender Synchronisationsimpuls, zu dem in der Schaltung 25 vorläufige Zeitpunkte für den Rahmenstart und für die Symbolfenster bestimmt werden. Das Ausgangssignal der Schaltung 25 gelangt auf den ersten Eingang der Schaltung 26

für die Sync-Überwachung, deren Ausgang an den Eingang des Symbol/Rahmen-Zählers 27 angeschlossen ist.

Das digitalisierte Syncsignal DS von der Klemme 30 wird durch die FFT-Schaltung 41 in eine Darstellung im Frequenzbereich  
5 transformiert, dann in der Stufe 42 mit der entsprechenden, im Empfänger gespeicherten Sollsequenz konjugiert-komplex multipliziert, was real einer Division entspricht. Anschließend wird in der FFT<sup>-1</sup>-Stufe 43 das Ergebnis der Stufe 42 wieder in die Zeitdarstellung zurücktransformiert. Das Signal vom Ausgang der  
10 Stufe 43 gelangt auf die Stufe 32, die eine Integration und zeitliche Positionierung bewirkt. Das Signal vom Ausgang der Stufe 32 gelangt auf die Stufe 30 zur Korrektur-Ermittlung und wird dann dem zweiten Eingang der Stufe 26 zugeführt.

Das Signal vom Ausgang der Stufe 41 gelangt außerdem auf den  
15 Differenz-Demodulator 44 und nach der über der Frequenz bzw. Trägerfolge durchgeführten Differenzdemodulation auf den Korrelator 45. Das Ausgangssignal des Korrelators 45 wird im D/A-Wandler/Filter 46 in ein an der Klemme 40 stehendes AFC-Signal umgewandelt und zur Frequenznachstellung des lokalen Oszil-  
20 lators benutzt.

Der Symbol/Rahmen-Zähler 27 wird von dem Taktgenerator 47 mit dem Taktsignal gespeist. Ein Ausgang des Symbol/Rahmen-Zählers 27 liefert über die Leitung 34 den Sync-Symbol-Fenster-Impuls 35  
an die FFT-Stufe 41. Über einen weiteren Ausgang des Zählers 27  
25 wird das Steuersignal für Rahmenstart und Symbolfenster ausgekoppelt.

Im folgenden Teil der Beschreibung, der die Verteilung und die Modulation von Referenzsymbolen und Referenzzellen betrifft,  
30 trägt das Nullsymbol (oder das Symbol mit einem Null-Anteil) die Zahl '0', und die Daten und die Referenzsymbole eines Rahmens sind mit A = 1, B, C, D, E, F und G numeriert.

#### *Erster Mode:*

35 Fig. 6 zeigt in horizontaler Richtung Symbole innerhalb eines Rahmens sowie Träger Nummern 1...26... in vertikaler Richtung. Am linken Rand ist ein Null-Symbol NS für Synchronisierungszwecke angeordnet. Die Symbole A, C+1 und E+1 dienen als Referenzsymbo-

le. Pilotzellen PC sind in gleichmäßigen Abständen über die zweidimensionale Ebene angeordnet, d.h. die Sequenz von Pilotzellen ist zwischen PC3 und PCN entsprechend fortgesetzt. Es werden ungefähr 2000 Träger verwendet.

- 5 Jedes Referenzsymbol ist QPSK-moduliert mit einer Kombination von zwei M-Sequenzen (Sequenzen mit maximaler Länge) der Länge 255 und einem Satz von 44 verdoppelten CAZAC-Sequenzen der Länge (2-mal)16. Die M-Sequenzen sind gekennzeichnet durch die Generatorpolynome 717oct. und 747oct., differentiell encodiert
- 10 und an den "äußeren" Teilen der Trägerlagen angeordnet (bei den niedrigsten und den höchsten Frequenzen). Die CAZAC-Sequenzen werden von einer Basis- oder Ursprungs-CAZAC-Sequenz durch Rotation mit  $n * \pi/2$  abgeleitet, sowie durch differenzielle Codierung (über der Frequenz), durch Verdopplung (zweimal nacheinander dieselbe Frequenz) und durch Addition von Phasenverschiebungen von n-mal  $\pi/2$ . 22 dieser Sequenzen werden unterhalb und die anderen 22 Sequenzen oberhalb der Mittenfrequenz des Signals angeordnet.

- 20 Figur 10 zeigt eine Basis/Ursprungs-CAZAC-Sequenz mit der Länge von 16, durch die der reale und der imaginäre Teil von  $c_v$  definiert wird.

Die Anordnung in Paaren erlaubt es, im Empfänger eine Korrelation ohne Störung durch die (unterschiedlichen) Nachbar-Sequenzen durchzuführen. In diesem Fall wird nur der mittlere Teil der verdoppelten Sequenzen verwendet.

Ziel ist es, innerhalb des Zeitbereiches eine Einheits-Impulsantwort zu bekommen, die so sauber und definitiv wie möglich ist.

- 30 Der vollständige Satz von Sequenzen in jedem Referenzsymbol ist gekennzeichnet durch annähernd optimale Autokorrelations-Eigenschaften innerhalb eines Bereiches von  $\pm 20$  Verschiebungen oder  $\pm 20$  Trägern, wobei auch kritische Bedingungen, wie ein Offset mit der Hälfte des Trägerabstandes, berücksichtigt sind.

35

Die Positionen  $i$  und  $k$  der Pilotzellen  $S_{i,k}$ , wobei  $i$  die Symbolnummer und  $k$  die Trägernummer ist, sind durch die folgenden Gleichungen definiert:

1. Satz:

$$i = (n) \bmod (L-1) + L*m + 2; \quad k = 2*n+1$$

2. Satz:

$$i = (n + (L-1)/2) \bmod (L-1) + L*m + 2; \quad k = 2*n+2$$

5

wobei  $n = 0, 1, 2, \dots, M/2 - 1$ ;  $n = 0, 1, 2, \dots, L$  kann gleich  $C$  sein und  $M$  ist eine Zahl etwas kleiner als die Gesamtzahl der Träger. Zellen mit  $i=G+1$  werden an derselben Trägerlage verschoben nach  $i=G$ , und Ergebnisse mit  $k>m$  werden weggelassen.

10

Die Pilotzellen werden moduliert unter Verwendung von festen Phasen und Amplituden, z.B. durch eine QPSK-Modulation.

Die Modulation kann identisch mit der der Referenzsymbole gewählt werden, was bedeutet, daß jede Zelle an der Position des Trägers  $k$  dieselbe Modulation hat wie die Zelle an der Position des Trägers  $k$  im Referenzsymbol.

Der Gesamtbetrag an definierten Zellen hat eine Kapazität von z.B.  $(G+1)/L$  vollen Symbolen. Das ergibt einen Gesamtbetrag von einer entsprechend verdoppelten Anzahl von Symbolen für die Referenzsignale und ein zusätzliches Symbol, falls das Nullsymbol in diese Anzahl eingeflossen ist.

*Zweiter Mode:*

Fig. 7 zeigt in horizontaler Richtung Symbole innerhalb eines Rahmens und Trägernummern 1...26... in vertikaler Richtung. Am linken Rand ist ein erstes Symbol NS+R angeordnet. Pilotzellen PC sind in regelmäßigen Abständen über die zweidimensionale Ebene verteilt, d.h. die Sequenz von Pilotzellen wird zwischen PC3 und PCN entsprechend fortgesetzt. Es werden z.B. ungefähr 8000 Träger verwendet.

Das erste Symbol NS+R (Nummer 0) wird aufgespalten in zwei Zeitbereiche, einen Teil mit Leistung 0 (Nullsignal-Anteil) und einen aktiven Teil, der das OFDM-modulierte (Referenz-)Signal mit der halben Länge der OFDM Datensymbole enthält. Demgemäß wird der Trägerabstand verdoppelt, was in ungefähr 4000 Trägern resultiert. Der aktive Teil des Symbols 0 und teilweise die Symbole B, C, D, E, F werden als Referenzsymbol verwendet. Die Ver-



wendung der Träger, numeriert von 1 bis z.B. 8000 - innerhalb dieser Symbole ist folgendermaßen:

- aktiver Teil des Symbols 0: alle Träger (Abstand verdoppelt); Positionen identisch zu denjenigen der ungeradzahligen Träger
  - 5 in den anderen Symbolen;
  - Symbole B und F: geradzahlige Träger;
  - Symbole C und E: ungeradzahlige Träger;
  - Symbol D: alle Träger.
- 10 Die übrigen Zeitschlitzze oder Zellen der Referenzsymbole werden für die Übertragung der Signaldaten (Benutzerdaten) verwendet. Das entspricht der Verwendung der Kapazität von  $(G+1)/L$  (vollen) Symbolen pro Rahmen - wobei der von dem Symbol 0 abgeleitete Signalteil nicht mitgezählt wird oder als Nullsymbol in die Rechnung
- 15 einbezogen wird. Auf diese Weise ist der Overhead für die Referenzsymbole derselbe wie in dem oben beschriebenen 1. Mode.

Der aktive Teil der Symbole O und D wird mittels QPSK moduliert mit einer Kombination von M-Sequenzen (Sequenzen von maximaler

20 Länge) mit der Länge 511 sowie einem Satz von CAZAC-Sequenzen mit der Länge 16. Für Symbol 0 werden zwei M-Sequenzen und 88 verdoppelte CAZAC-Sequenzen verwendet; die entsprechenden Werte für das Symbol D sind vier M-Sequenzen und 176 doppelte CAZAC-Sequenzen. Die verbleibenden Referenzsymbole B, C, E und F werden

25 mit festen Phasen und Amplituden moduliert, z.B. durch eine QPSK-Modulation.

Die M-Sequenzen können die Generator-Polynome 1725oct., 1257oct., 1423oct. und 1443oct. verwenden, die differentiell

30 (über die Frequenz) encodiert und am äußeren Teil der Trägerpositionen (niedrigste und höchste Frequenzen) angeordnet sind. Die CAZAC-Sequenzen werden so abgeleitet, wie es in Verbindung mit dem 1. Mode beschrieben ist. Diese Sequenzen werden symmetrisch unterhalb und oberhalb der Mittenfrequenz des Signals angeordnet. Der komplette Satz von Sequenzen im ersten Referenzsymbol ist gekennzeichnet durch annähernd optimale Autokorrelations-Eigenschaften innerhalb eines Bereiches von mindestens  $\pm 40$

35 Verschiebungen entsprechend  $\pm 80$  Trägern mit einem Abstand von

1kHz, wobei auch kritische Bedingungen wie Offsets mit halbem Trägerabstand berücksichtigt sind. Ähnliche Bedingungen werden erfüllt durch das Referenzsymbol mit der Zahl D. Die verwendeten Basis-Sequenzen und die Ursprungs-Sequenz sind dieselben wie für  
5 den 1. Mode. Die Anordnung innerhalb der Symbole kann variieren.

In Fig. 8 wird ein empfangenes oder vorher empfangenes und gespeichertes Eingangssignal INP in einer Demodulatorschaltung DEM demoduliert. Die Zeitsynchronisierung im Empfänger beginnt mit  
10 der Detektion des Null-Symbols in einem nachfolgenden Null-Signalanteil-Detektor NSD, der eine Hüllkurvenberechnung, eine angepasste Filterung und eine Zentrums-Berechnung durchführt. Dies kann entweder durch eine analog/digitale oder durch eine rein digitale Verarbeitung erfolgen. Nach der A/D-Wandlung in ADC ge-  
15 langt das Ausgangssignal des Demodulators DEM als Basisband-Signal BBS zu einem OFDM-Decoder OFDM, der das endgültige Ausgangssignal OP liefert, und zu einem digitalen Synchronisations-Auswerter DSE, der OFDM steuert und Steuerdaten an einen Taktgenerator CLG liefert. CLG taktet OFDM und die Ausgangs-  
20 Zeitsignale TIM.

In dem DSE werden gemäß Fig. 9 Zeit- und Frequenz-Synchronisation parallel in der Frequenz-Ebene durchgeführt. Die FFT-Verarbeitung (fast Fourier transform) in der Schaltung FFT wird mit  
25 einem Fenster begonnen, basierend auf dem detektierten Nullsymbol oder einem Null-Signalanteil. In dem Teil für die Zeitsynchronisierung gelangen die Signale  $X_k$  von FFT über einen konjugiert-komplexen Sequenz-Multiplizierer CCSM und eine inverse FFT-Schaltung  $FFT^{-1}$  zu einer ersten Auswerteschaltung EV1.  
30 Das erste Referenzsymbol des Rahmens wird in diesen Schaltungen als Zeifreferenz ausgewertet. Der Vorgang kann als equivalent angesehen werden zu einer Korrelation im Zeitbereich und liefert die Kanal-Impulsantwort. Die Lage des ersten oder Haupt-Impulses TIMC relativ zu dem vorangehenden FFT-Fenster oder Rahmenbeginn  
35 wird für eine Feineinstellung FFTW des FFT-Fensters und des Taktgenerators CLG benutzt.

In EV1 liefert ein Rahmen-Synchron-Zähler, der durch die von der Kanal-Impulsantwort abgeleiteten Impulse gesteuert ist, den Rahmenbeginn und andere Zeitinformation TIMC, wobei z.B. Symbol-Anfänge, FFT-Fenster und der Abtasttakt durch Teilung der Zeitbereiche zwischen den Rahmen-Startpunkten abgeleitet werden.

Die Frequenzsynchronisierung beginnt mit einer Grob-Abschätzung des Frequenzversatzes des A/D-gewandelten und FFT-transformierten Basis-Bandsignals BBS. Das (transformierte) Signal  $X_k$  wird im Differenzial-Demodulator DDEM differentiell decodiert und es wird in COR eine Korrelation des M-Sequenz-Anteils des Referenzsymbols mit den - z.B. in COR - gespeicherten Referenz-Sequenzen durchgeführt über mindestens  $\pm 20$  Trägerverschiebungen von dem erwarteten Mittelpunkt aus. In einer nachfolgenden zweiten Auswerteschaltung EV2 werden die Ergebnisse von verschiedenen Sequenzen gemittelt. Die resultierende Abweichung des Maximums von dem erwarteten Mittelpunkt wird in D/A-Wandler DACF umgewandelt und gefiltert zu einem äquivalenten analogen Wert AFC und dann verwendet für eine Korrektur, z.B. des Offsets des Mischoszillator oder der Mischoszillatoren im HF-Teil vor dem Demodulator DEM. Diese Verfahrensschritte werden wiederholt, bis eine Abweichung von weniger als  $\pm 5$  Trägern erreicht ist.

Ein ähnlicher differenzieller Demodulations- DDEM und Korrelations-Prozess COR innerhalb der Frequenzebene, jedoch nunmehr mit dem CAZAC-Sequenzteil der Referenzsymbole und durchgeführt über  $\pm 7$  Trägerverschiebungen, liefert einen ersten Näherungs-Frequenzoffset-Wert. Genauer gesagt werden die verschiedenen Bereiche - jeder mit zweimal derselben Sequenz - in die ursprüngliche Sequenz zurückgewandelt und (in EV2) gemittelt. Schließlich wird mit dem Ergebnis eine Korrelation durchgeführt.

Ein genauer Wert für die Frequenzabweichung wird durch einen modifizierten differenziellen Demodulationsvorgang und eine Feinkorrelation/Berechnung erreicht. In diesem Fall werden nur zwei Korrelationsschritte in der Nähe der genauen Konstellation durchgeführt und diese zwei Ergebnisse werden benutzt, um die Frequenzabweichung zu berechnen. Die Information von beiden, der ersten Näherungs-Abschätzung und der Feinkorrelation, wird

- in Kombination mit derjenigen der Grob-Abschätzung - D/A-gewandelt und gefiltert und zur Korrektur der Frequenzreferenz für den Mischoszillator oder die Mischoszillatoren verwendet.

- 5 Die Verfahrensschritte und die entsprechende mathematische Beschreibung werden nachfolgend als ein Beispiel für den 1. Mode angegeben. Es muß berücksichtigt werden, daß die Trägerlagen in diesem Fall entsprechend einem FFT-Bereich von 0 bis 2047 nummeriert sind.
- 10 Die Frequenz-Abschätzung und -Korrektur erfolgt in zwei Schritten, einer Grob- und einer Näherungs-Auswertung und -Korrektur, wobei die letztere als eine kontinuierliche Frequenzregelung (AFC) angesehen werden kann. Zunächst erfolgt die differentielle Demodulation des empfangenen Referenzsymbols  $U_k$  über die volle
- 15 Länge:

$$V_k = U_k + 1 U_k^*; 65 \leq k \leq 1982$$

Daraufhin werden für die Grob-Auswertung die folgenden Berechnungen (oder Verfahrensschritte) durchgeführt:

$$20 \quad W_{M1,l} = \sum_{m=0}^{254} V_{M1,m} + 65 Y'_{M1,(m-l) \bmod 255}; -25 \leq l \leq 25$$

$$W_{M2,l} = \sum_{m=0}^{254} V_{M2,m} + 1728 Y'_{M2,(m-l+63) \bmod 255}; -25 \leq l \leq 25$$

$$W_{W,l} = \frac{1}{2} (W_{M1,l} + W_{M2,l})$$

25

Das Maximum von  $|W_{W,l}|$  im Bereich  $-25 \leq l \leq 25$  bestimmt den Wert von  $l_{W,max}$ .

- Für die Näherungs-Auswertung werden die folgenden Berechnungen (oder Verfahrensschritte) durchgeführt:
- 30

- Aufspaltung der differenziell demodulierten Werte  $V_{320} \dots V_{1727}$  in 44 Bereiche mit einer Länge 32 (22 unterhalb und 22 oberhalb des Zentrums);

- Rückumsetzung der 44 Bereiche entsprechend dem oben beschriebenen Modulationsschema in die Ursprungs-CAZAC-Sequenz, wobei die folgenden Phasenverschiebungen angewendet werden müssen:
  - A ... D : 0
  - 5 - E ... H :  $\pi/2$
  - I ... M :  $\pi$
  - N ... Q :  $-\pi/2$
- Mittelung der entsprechenden Werte aller Bereiche; das Ergebnis ist 32 Werte breit;
- 10 - Auswerten  $W_{N,l} = \sum_{m=0}^{15} V_m c_{(m-l) \bmod 16}^*$ ;  $-7 \leq l \leq 7$
- Suche nach  $W_{N,max} = \max |W_{N,l}|$ , welches bei  $l_{N,max}$  liegt; mit diesem Ergebnis kann  $\Delta f = l_{N,max} F_s$  berechnet werden;
- 15 - Auswahl von 44 Bereichen der Länge 32 aus den empfangenen Referenzsymbolwerten  $U_k$ ; 22 unterhalb und 22 oberhalb eines neuen Mittelwerts, der von dem theoretischen Mittelpunkt durch Korrektur mit  $l_{N,max}$  abgeleitet ist; Definieren der neuen gemittelten Werte als  $U'_k$ . Danach Auswertung unter Verwendung des Kontext von Fig. 5 für  $c_m^*$  und  $c_{(m+1) \bmod 16}^*$ :
- 20

$$V'_l = U'_{l+1} U_{l+1}^* + U'_{l+2} U_{l+2}^*; \quad 0 \leq l < 16$$

$$B = \sum_{m=0}^{15} V'_m c_m^*$$

25

$$C = \sum_{m=0}^{15} V'_m c_{(m+1) \bmod 16}^*$$

$$D = 2 W_{N,l_{N,max}} - B$$

30

$$E = 2 W_{N,l_{N,max}} - C$$

$$\Delta f = F_s \left( l_{N,max} + \frac{EC^* - DB^*}{EE^* + DD^*} \right)$$

Ein endgültiges Ergebnis  $\Delta f$  wird durch Mittelung der 44 Ergebnisse berechnet: Die endgültigen  $\Delta f$ -Werte aller Referenzsymbole werden nach einer D/A-Wandlung und Filterung zur Steuerung des Referenzoszillators oder der Referenzoszillatoren im HF-Teil in  
5 der oben beschriebenen Weise verwendet.

Entsprechende Basisformeln werden für den 2. Mode benutzt, wobei die Parameter des M-Sequenz-Auswertungsteils adaptiert werden müssen (M1...M4 und entsprechende Korrelations-Bereiche)  
10 entsprechend der in Fig. 2 dargestellten Rahmenstruktur.

Eine kohärente OFDM-Demodulation im Empfänger erfordert eine Phasenkorrektur aller empfangenen und abwärts-gewandelten Trägersignale. Die Korrektur beruht auf einer Abschätzung des Kanalstatus. Der folgende Abschätzungsvorgang basiert auf der Aus-  
15 wertung der Referenzsymbole und der Pilotzellen.

Um den Einfluß von Rauschen zu verringern, können die empfangenen Werte des Referenzsymbols in zwei Richtungen oder Dimensionen gemittelt/gefiltert werden: Zeit und Frequenz. Die endgültige Wahl ist abhängig von dem Verhalten des Kanals, das durch die Laufzeit-Streubreite und die Geschwindigkeit von Parameter-  
20 Änderungen charakterisiert ist.

Im 1. Mode kann eine ausreichende Filterung durch alleinige Anwendung in der Zeitrichtung realisiert werden (Cut-off-Frequenzen bis 20Hz). Z.B. kann ein Filter mit viermal der Länge der Zwischenräume zwischen den Referenzsymbolen oder mit  $\pm 2$  Zwischenräumen vom relevanten Mittelpunkt aus benutzt werden.  
25

Nach einer Filterung in Zeitrichtung werden die Werte interpoliert, um die erforderlichen Referenzwerte für alle Datensymbole/Werte zu gewinnen, wobei ein Interpolationsverfahren mit der Ordnungszahl drei (vier Referenzpunkte) angewendet wird. Schließlich werden die empfangenen Datenwerte korrigiert  
30 entsprechend der Abweichung der empfangenen Referenzwerte von dem festgelegten Wert.  
35

Im 1. Mode werden die folgenden Verfahrensschritte durchgeführt:

a) Die Abweichungen  $ar_{ref,k}$  der empfangenen Amplituden der Referenzsymbole und der Pilotzellen und Phasen  $\varphi_{r_{ref,k}}$  von den gespeicherten Werten  $a_{ref,k}$  und  $\varphi_{ref,k}$  müssen getrennt für jeden Träger berechnet werden:

$$5 \quad r_{k,ref} = \frac{a_{k,ref}}{a_{k,ref}} ; \quad \Delta\varphi_{k,ref} = \varphi_{r_{k,ref}} - \varphi_{k,ref}$$

Die Filterung der Abweichungen ergibt neue Abweichungswerte:

$$r'_{k,ref} = \frac{1}{2.5} (-0.25r_{k,ref-2d} + r_{k,ref-d} + r_{k,ref} + r_{k,ref+d} - 0.25r_{k,ref+2d})$$

Dieselbe Formel wird benutzt, aber anstelle von  $r_{k,ref}$  wird der Wert  $\Delta\varphi_{k,ref}$  für die Berechnung von  $\Delta'\varphi_{k,ref}$  herangezogen.

- 10 Die Filterung ist linear bis  $\approx 20\text{Hz}$ , wodurch Niederfrequenz-Störkomponenten des Mischoszillators oder der Mischoszillatoren oder Kanal-Änderungsraten bis zu diesem Wert vollständig umfaßt werden.

- 15 Die Filterungsvorgänge erfordern, daß ein bestimmter Betrag an empfangenen Daten im Empfänger gespeichert wird, nämlich 2/3 eines Rahmens für das vorgeschlagene Filter.

- b) Eine Interpolation dritter Ordnung wird benutzt für die Berechnung der relevanten Korrekturwerte  $r_{k,i}$  und  $\varphi_{k,i}$  für die Datensymbole, wobei  $i$  die Lage zwischen den Referenzpunkten "k,ref+d" und "k,ref" definiert. Die Formeln sind nachfolgend angegeben ( $C_0 \dots C_3$  sind Zwischenergebnisse):

$$25 \quad C_{0,k,ref} = r'_{k,ref}$$

$$C_{1,k,ref} = \frac{1}{6d} (-r'_{k,ref+2d} + 6r'_{k,ref+d} - 3r'_{k,ref} - 2r'_{k,ref-d})$$

$$C_{2,k,ref} = \frac{1}{2d^2} (r'_{k,ref+d} - 2r'_{k,ref} + r'_{k,ref-d})$$

$$30 \quad C_{3,k,ref} = \frac{1}{2d^3} (r'_{k,ref+2d} - 3r'_{k,ref+d} + 3r'_{k,ref} - r'_{k,ref-d})$$

$$r_{k,i} = C_{0,k,ref} + C_{1,k,ref} \cdot (i - ref) + C_{2,k,ref} \cdot (i - ref)^2 + C_{3,k,ref} \cdot (i - ref)^3$$

$$d = 25 ; \quad ref < i < ref + d.$$

35

Dieselben Formeln, aber nunmehr mit den Phasenwerten  $\Delta\varphi_{k,ref}$  anstelle von  $r'_{k,ref}$ , werden für die Berechnung von  $\Delta\varphi_{k,i}$  benutzt.

Die Ergebnisse von beiden, dem Referenzsymbol- und dem Pilotzellen-Verfahren mit denselben Indizes, werden gemittelt und ergeben die endgültigen Korrekturwerte  $r_{res,k,i}$  und  $\Delta\varphi_{res,k,i}$ .

Die Genauigkeit der Interpolation ist besser als 1% für die höchsten Frequenzen, die in dem Filterungsverfahren bearbeitet werden können.

Der Anzahl an Berechnungen, der für die Interpolation notwendig ist, ist ziemlich hoch. Um die Rechen-Anforderungen zu verringern, kann ein Satz von entsprechend berechneten Interpolationskurven im Empfänger gespeichert werden. In diesem Fall müssen nur die Daten für die Adressierung derartiger gespeicherter Kurven berechnet werden. Die notwendige Speicherkapazität sollte 50kByte nicht übersteigen.

c) Die empfangenen Datenwerte können durch Anwendung der folgenden Formeln korrigiert werden:

$$a_{k,i} = \frac{a_{k,i}}{r_{res,k,i}} \quad ; \quad \varphi_{k,i} = \varphi_{k,i} - \Delta\varphi_{res,k,i}$$

Im 2. Mode werden die zugehörigen Verfahrensschritte entsprechend durchgeführt.

Die Erfindung kann für die Übertragung, insbesondere terrestrische Übertragung, von z.B. digitalem Fernsehen, digitalem Audio oder anderen Datensignalen verwendet werden.



Patentansprüche

1. Verfahren zur digitalen Signalübertragung in Rahmen unter Verwendung einer Vielzahl von modulierten Trägern  
5 (1...26...), einem Nullsymbol (NS) und einem Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbol, welches unter Verwendung von CAZAC-Sequenzen moduliert ist, **dadurch gekennzeichnet**, daß innerhalb eines Rahmens mindestens ein weiteres Referenzsymbol (A, C+1, E+1) übertragen wird, welches mit mindestens einer  
10 Pseudo-Zufalls-Sequenz moduliert ist, die eine größere Länge als irgendeine der CAZAC-Sequenzen hat.
2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß das weitere Referenzsymbol ebenfalls als Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbol verwendet wird.  
15
3. Verfahren zur digitalen Signalübertragung in Rahmen unter Verwendung einer Vielzahl von modulierten Trägern (1...26...), einem Nullsymbol (NS+R) und einem Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbol, welches unter Verwendung von CAZAC-Sequenzen moduliert ist, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsymbol auch mit mindestens  
20 einer Pseudo-Zufalls-Sequenz (A, B, C, D, E, F) moduliert ist, die eine größere Länge als irgendeine der CAZAC-Sequenzen hat, wobei diese Sequenzen mit größerer Länge im wesentlichen bei den äußeren Trägern, d.h. bei den niedrigsten und bei den höchsten Trägerfrequenzen, angeordnet sind.  
25
4. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Nullsymbol (NS+R) aufgespalten ist in einen Teil mit Null-Leistung und in einen Teil, der als Referenzsymbol dient.  
30
5. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Symbole unter Verwendung von QPSK oder QAM Trägern (1...26...) aufmoduliert sind.  
35

6. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Pseudo-Zufalls-Sequenzen vor der Modulation, vorzugsweise einer QPSK-Modulation, differenziell codiert sind.
- 5
7. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß für die Pseudo-Zufalls-Sequenzen, die M-Sequenzen sein können, eine Maximallänge ausgewählt ist.
- 10
8. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß für die Bestimmung des Kanalstatus und für eine nachfolgende Kanalkorrektur die Referenzsymbole zusammen mit weiteren speziellen Symbolen oder Pilotzellen (PC) angewendet werden - definiert durch einen
- 15
- Träger und einen Zeitschlitz oder Zeitsymbol, d.h. die nur einen Teil der Träger bei bestimmten Zeitperioden einnehmen.
9. Vorrichtung zum Decodieren eines digitalen Signals, das nach
- 20
- einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 8 übertragen oder gespeichert wurde, enthaltend:
- Demodulationsmittel (DEM) zum Demodulieren des empfangenen Signals (INP);
  - nachfolgende Null-Signalteil-Detektormittel (NSD) zum Detektieren des Null-Symbols (NS, NS+R);
  - 25
  - OFDM-Decodermittel (OFDM) für das demodulierte empfangene Signal;
  - digitale Synchronisations-Auswertmittel (DSE) für das demodulierte empfangene Signal, die durch ein Ausgangssignal der
  - 30
  - Null-Signalteil-Detektormittel (NSD) gesteuert sind und die die OFDM-Decodermittel (OFDM) steuern und die außerdem auswerten entweder
  - das weitere Referenzsymbol (A, C+1, E+1), welches mit mindestens einer Pseudo-Zufalls-Sequenz moduliert ist, die eine
  - 35
  - größere Länge als irgendeine der CAZAC-Sequenzen hat, oder
  - das Zeit-Frequenz-Phasen-Referenzsignal, welches auch mit mindestens einer Pseudo-Zufalls-Sequenz (A, B, C, D, E, F)

moduliert ist, die eine größere Länge hat als irgendeine der CAZAC-Sequenzen, wobei diese Sequenzen mit größerer Länge im wesentlichen bei den äußeren Trägern, d.h. bei den niedrigsten und bei den höchsten Trägerfrequenzen, angeordnet sind.

5

10. Vorrichtung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß die Pseudo-Zufalls-Sequenzen ausgewertet werden unter Verwendung von FFT-Mitteln (FFT), Mitteln (DDEM) zur differenziellen Demodulation und Korrelations-Mitteln (COR).

10

11. Vorrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß das Auswertungsergebnis und das Auswertungsergebnis der CAZAC-Sequenzen zur Frequenzkorrektur mindestens eines Oszillators, der für die Frequenzumsetzung in der Vorrichtung verwendet wird, dient und/oder zur Korrektur eines Referenzoszillators, der in Verbindung mit PLL-gesteuerten Oszillatoren arbeitet, dient.

15

12. Vorrichtung nach einem oder mehreren der Ansprüche 9 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß die zusätzlich übertragenen Pseudo-Zufalls-Sequenzen ausgewertet werden, um Abweichungen der Normalfrequenz eines Oszillators in der Vorrichtung zu bestimmen und zu korrigieren oder um Abweichungen der Senderfrequenz bezüglich des empfängerseitigen Frequenzrasters oder des Senderfrequenz-Offsets zu korrigieren.

20

25

13. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß, nachdem die erforderliche Oszillator- oder Frequenz-Umsetzungsgenauigkeit erreicht ist, die Pseudo-Zufalls-Sequenzen weiterhin ausgewertet werden, jedoch keinen Einfluß mehr haben, solange eine festgelegte Abweichung nicht überschritten wird.

30

14. Verfahren zur digitalen Signalübertragung in Rahmen unter Verwendung einer Vielzahl von modulierten Trägern und mit einem über die Bandbreite des Signals gespreizten Synchronisations-Symbol, wobei die Leistung des Signals während eines Null-Teils (1) der Symboldauer des Synchronisations-Symbols

35

5 null oder nahezu null ist, dadurch gekennzeichnet, daß über  
einen weiteren Zeitabschnitt (2) eine von der im übrigen  
Signal-Teil (3) benutzten Modulation - insbesondere OFDM-  
Modulation - abweichende Modulation angewendet wird, indem  
bei halber effektiver Symbollänge nur jeder zweite Träger  
benutzt ist und daß im Signalteil des Synchronisations-Sym-  
bols zumindest eine Bitsequenz mit optimalen Autokorrelati-  
ons-Eigenschaften übertragen wird, wobei die Informations-  
folge der Bitsequenz den Trägern in der Reihenfolge von der  
10 niedrigsten zur höchsten Frequenz oder umgekehrt zugeordnet  
ist, sodaß in einem Empfänger eine Grobsynchronisation auf  
der Basis des Teil-Symbols mit Leistung null erfolgen kann,  
danach auf der Basis der Grobsynchronisation die Auswertung  
des empfangenen Signalteils des Synchronisations-Symbols  
15 erfolgen kann und danach eine genauere Festlegung des Zeit-  
bereichs des Symbols bzw. der Symbole vorgenommen werden  
kann.

15. Verfahren nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß die  
20 Länge des Null-Teils (1) ungefähr der halben OFDM-Symboldauer  
entspricht.

16. Verfahren nach Anspruch 14 oder 15, dadurch gekennzeichnet,  
daß eine Sequenz mit einer kleineren als der maximal mögli-  
25 chen Länge gewählt und mehrmals übertragen wird.

17. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 14 bis 16,  
dadurch gekennzeichnet, daß bei mehrfacher Übertragung Veri-  
anten des gleichen Grundtyps verwendet werden und jede min-  
30 destens zweimal übertragen wird.

18. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 14 bis 17,  
dadurch gekennzeichnet, daß im Fall von QPSK-Modulation die  
Sequenz nur in einem Teilkanal (I oder Q) übertragen wird  
35 und die Datenfolge im anderen Teilkanal konstant ist.

19. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 14 bis 17,  
dadurch gekennzeichnet, daß im Fall von QPSK-Modulation die

Sequenz in beiden Teilkanälen (I und Q), jedoch mit unterschiedlichem Vorzeichen (0 bzw. 1) übertragen wird.

20. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 14 bis 19,  
5      **dadurch gekennzeichnet**, daß im Fall einer QAM oder einer Multiresolution-QAM die Modulation des Synchronisationssignals auf der untersten Ebene, d.h. auf QPSK-Basis erfolgt.
21. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 14 bis 20,  
10      **dadurch gekennzeichnet**, daß während des Null-Teils (1) eine verminderte Anzahl von Trägern - zur Senderidentifikation - mit einer insgesamt so niedrigen Leistung übertragen wird, daß hierdurch die Detektion des Nullanteils im Empfänger nicht wesentlich beeinflußt wird.
22. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 14 bis 21,  
15      **dadurch gekennzeichnet**, daß zur optimalen Wahl der Zusammenhänge zwischen Rahmenlänge, Anzahl der Nutzsymbole pro Rahmen und Abtastfolge eine von der Dauer der OFDM-Symbole leicht abweichende Länge des (gesamten) Synchronisations-Symbols gewählt wird, in dem der Nullanteil (1) etwas verkürzt oder verlängert ist.
23. Verfahren zur Auswertung eines nach einem oder mehreren der  
25      Ansprüche 14 bis 22 übertragenen oder gespeicherten Signals, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Synchronisations-Symbol-Signalanteil in den Frequenzbereich umgewandelt (41) wird, dann mit einer gespeicherten Sollsequenz konjugiert-komplex multipliziert (42) und wieder in den Zeitbereich rücktransformiert (43) wird und die resultierende Kanalstoßantwort  
30      zur genauen Festlegung (32, 30) des Zeitbereichs der Symbole benutzt wird.
24. Verfahren nach Anspruch 23, **dadurch gekennzeichnet**, daß mit  
35      dem in den Frequenzbereich transformierten Signal und der gespeicherten Sollsequenz eine Korrelation (45) durchgeführt wird und das Ergebnis eine Information über die Frequenzabweichung des in einem Empfänger in eine andere Frequenzlage,

z.B. Basisband, umgesetzten Signals darstellt und dazu benutzt wird, den Oszillator des Frequenzumsetzers nachzusteuern (AFC).

- 5 25. Verfahren nach Anspruch 23 oder 24, **dadurch gekennzeichnet**,  
daß das in den Frequenzbereich transformierte Signal in Ab-  
schnitte entsprechend der Anordnung der übertragenen Sequen-  
zen unterteilt wird und die Teilergebnisse der einzelnen  
Abschnitte auf das Format der Grundsequenz umgerechnet und  
10 gemittelt werden und eine Korrelation mit der gespeicherten  
Sollsequenz der Grundform der Sequenz durchgeführt wird,  
wobei das Ergebnis eine Information über die Frequenzabwei-  
chung des im Empfänger umgesetzten Signals darstellt und  
dazu benutzt wird, den Oszillator des empfängerseitigen Fre-  
15 quenzumsetzers nachzusteuern (AFC).
26. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 23 bis 25,  
**dadurch gekennzeichnet**, daß die für jeden einzelnen Träger  
ermittelten Phasenwerte des Synchronisations-Symbols bei  
20 einer differentiellen Modulation/Demodulation (44) als Refer-  
enzwerte für die den Trägern aufmodulierten (nachfolgenden)  
Nutzinformationen benutzt werden bzw. bei einer kohärenten  
Modulation/Demodulation die Abweichungen von den vorgegeben-  
nen Sollphasenlagen des Synchronisationssymbold zur Korrek-  
25 tur des nachfolgend ermittelten Phasenlagen der Nutzinforma-  
tionen benutzt werden.
27. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 23 bis 26,  
**dadurch gekennzeichnet**, daß die Referenz- bzw. Korrekturwer-  
30 te für die im Synchronisationssymbol nicht enthaltenen Träger  
durch Interpolation nach bekannten mathematischen Verfahren  
aus den Referenz- bzw. Korrekturwerten der benachbarten Trä-  
ger gewonnen werden.
- 35 28. Vorrichtung zum Decodieren eines digitalen Signals, das nach  
einem oder mehreren der Ansprüche 14 bis 22 übertragen oder  
gespeichert wurde, enthaltend:

- Demodulationsmittel (13, TO) zum Demodulieren des empfangenen Signals (RF);
  - nachfolgende Null-Signalteil-Detektormittel (15) zum Detektieren des Null-Teils (1);
  - 5 - OFDM-Decodermittel (OFDM) für das demodulierte empfangene Signal;
  - digitale Synchronisations-Auswertmittel (16) für das demodulierte empfangene Signal, die durch ein Ausgangssignal der Null-Signalteil-Detektormittel (15) gesteuert sind und die
  - 10 die OFDM-Decodermittel (17) steuern (18),  
wobei in den Synchronisations-Auswertmitteln (16) der Synchronisations-Symbol-Signalanteil in den Frequenzbereich umgewandelt (41) wird, dann mit einer in der Vorrichtung gespeicherten Sollsequenz konjugiert-komplex multipliziert
  - 15 (42) und wieder in den Zeitbereich rücktransformiert (43) wird und die resultierende Kanalstoßantwort zur genauen Festlegung (32, 30) des Zeitbereichs der Symbole benutzt wird.
- 20 29. Verfahren zur digitalen Signalübertragung in Rahmen unter Verwendung einer Vielzahl von modulierten Trägern und mit einem über die Bandbreite des Signals gespreizten Synchronisations-Symbol, wobei die Leistung des Signals während eines Null-Teils (1) der Symboldauer des Synchronisations-Symbols
- 25 null oder nahezu null ist, **dadurch gekennzeichnet**, daß über einen weiteren Zeitabschnitt (2) eine von der im übrigen Signal-Teil (3) benutzten Modulation - insbesondere OFDM-Modulation - abweichende Modulation angewendet wird, indem eine in zeitlicher Folge definierte und auf einen zentral
- 30 gelegenen Träger aufmodulierte Bitformation übertragen wird, die wenigstens eine Sequenz mit optimalen Autokorrelationseigenschaften beinhaltet, und daß der Abstand der Bits der Sequenz den bei der Abtastung oder Überabtastung der OFDM-Symbole verwendeten Zeitabständen oder einem Vielfachen dieser
- 35 Zeitabstände entspricht.

30. Verfahren nach Anspruch 29, dadurch gekennzeichnet, daß eine Sequenz etwa einem Viertel der Länge des OFDM-Symbols entspricht.
- 5 31. Verfahren nach einem Anspruch 29 oder 30, dadurch gekennzeichnet, daß die Sequenz zweimal übertragen wird und vorzugsweise eine Länge von 512-1 hat.
- 10 32. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 29 bis 31, dadurch gekennzeichnet, daß der Abstand der Bits der Sequenz dem n-fachen Wert der bei der Überabtastung der OFDM-Symbole verwendeten Zeitabstände entspricht bzw. die Werte der Sequenz bei definierter Abtastfolge jeweils n-mal nacheinander übertragen werden.
- 15 33. Verfahren zur Auswertung eines nach einem oder mehreren der Ansprüche 29 bis 32 übertragenen oder gespeicherten Signals, dadurch gekennzeichnet, daß der Synchronisations-Symbol-Signalanteil mit einer gespeicherten Sollsequenz korreliert
- 20 (31) wird und das Ergebnis eine Information über die Frequenzabweichung des in einem Empfänger in eine andere Frequenzlage, z.B. Basisband, umgesetzten Signals darstellt und dazu benutzt wird, den Oszillator des Frequenzumsetzers des Empfängers nachzusteuern (AFC), wobei bei der Korrelation
- 25 nur jeder n-te Wert der mit unveränderter Folge durchgeführten Abtastung benutzt wird oder n Korrelationen mit um ein bis n Abtastintervalle versetzten Folgen, bei denen nur jeder n-te erhaltene Wert benutzt wird, durchgeführt werden und nur dasjenige Ergebnis mit dem höchsten Spitzenwert weiter benutzt wird.
- 30 34. Verfahren nach Anspruch 33, dadurch gekennzeichnet, daß die Korrelationen mit um ein bis n Abtastintervalle versetzten Folgen, bei denen nur jeder n-te erhaltene Wert benutzt
- 35 wird, durchgeführt wird und die Ergebnisse der n Korrelationen gemittelt (32) werden.



1 / 6

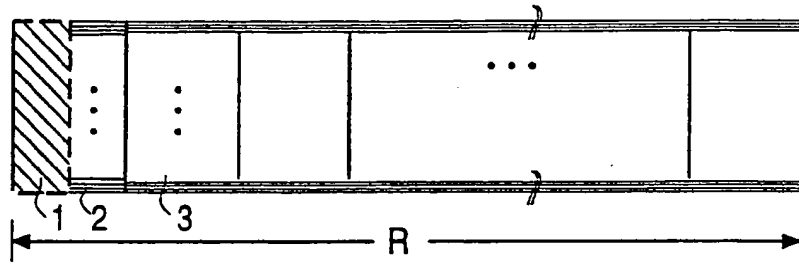


Fig.1

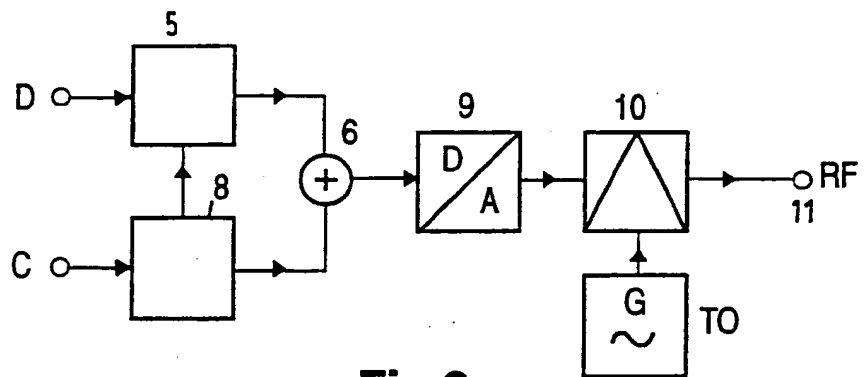


Fig.2

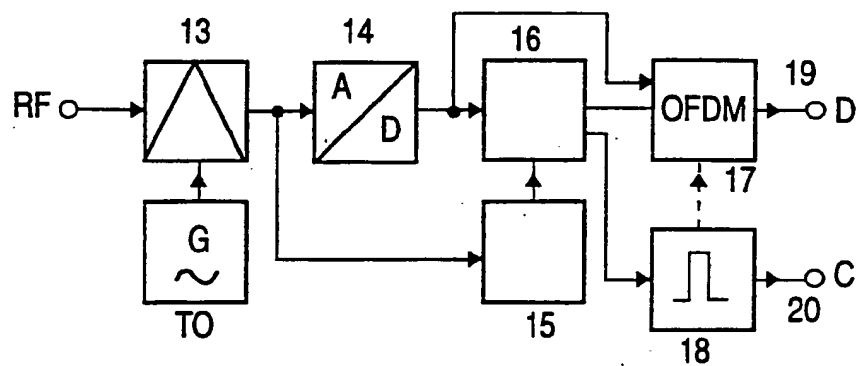


Fig.3

2 / 6

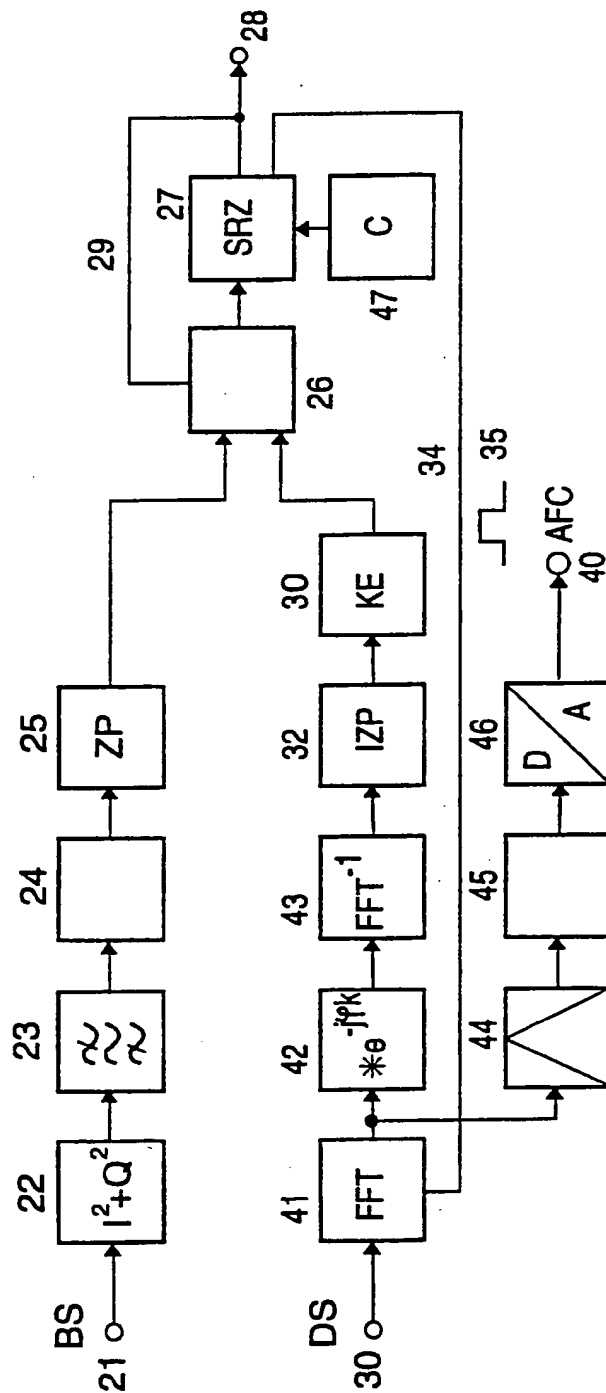


Fig.4

3 / 6

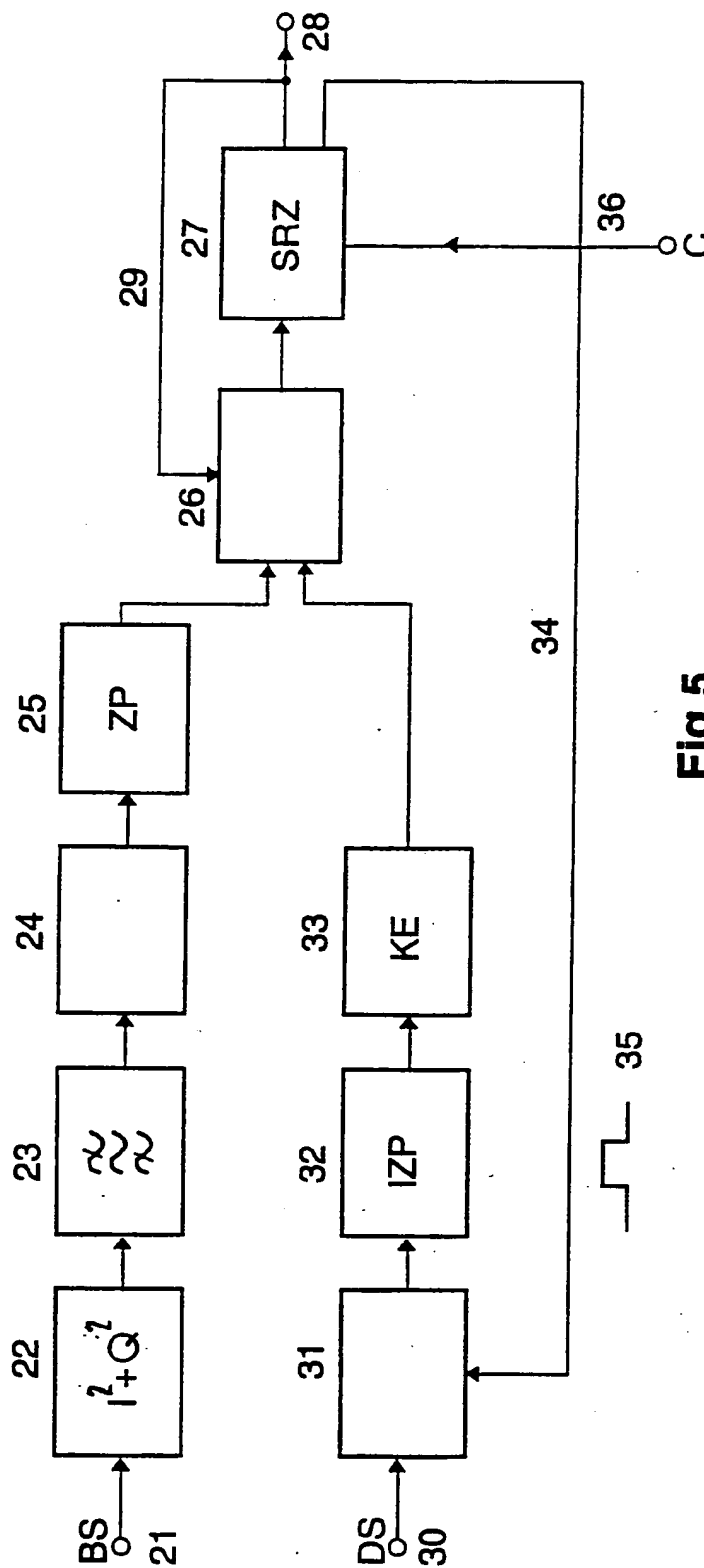


Fig.5

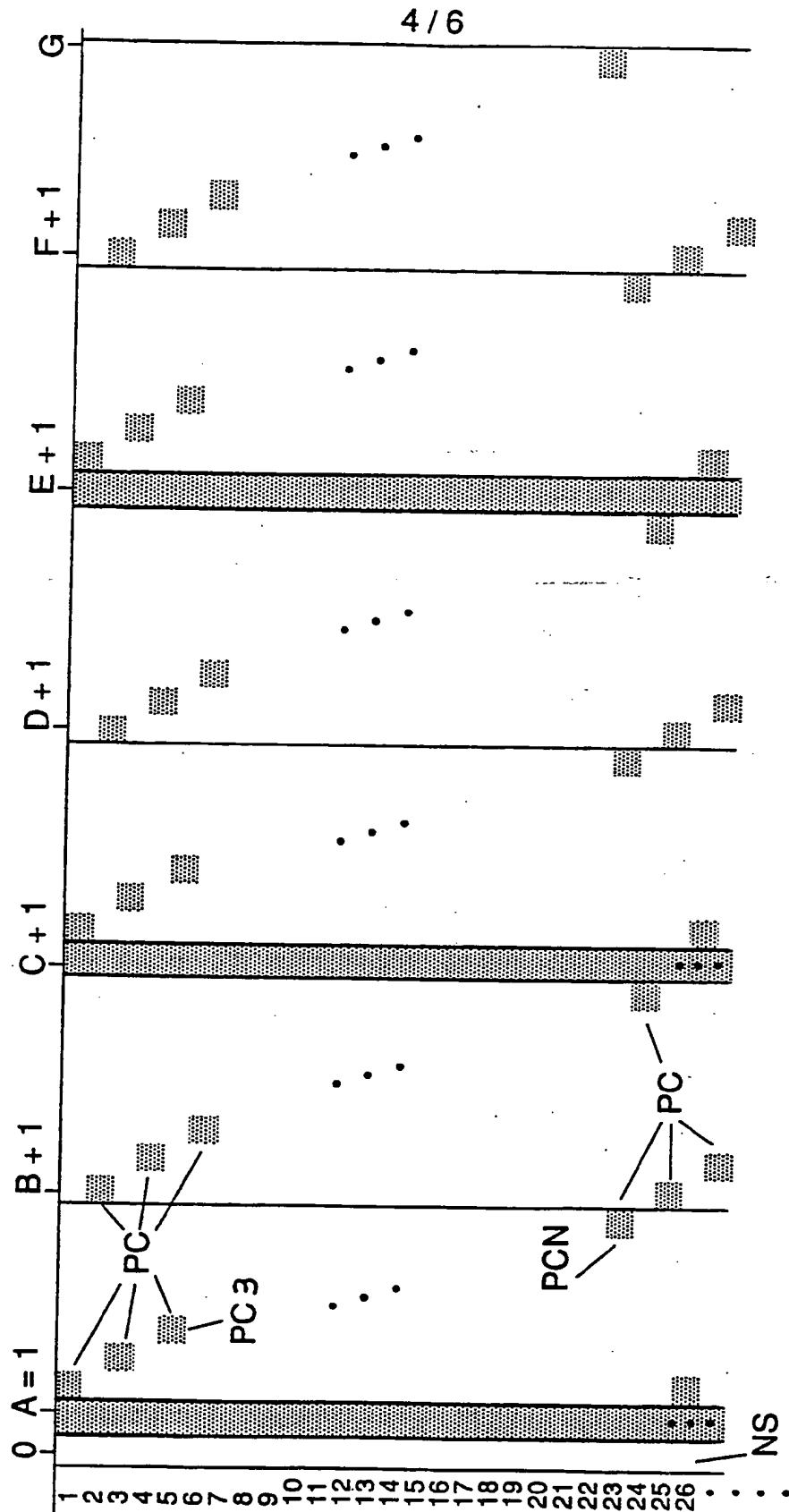


Fig.6

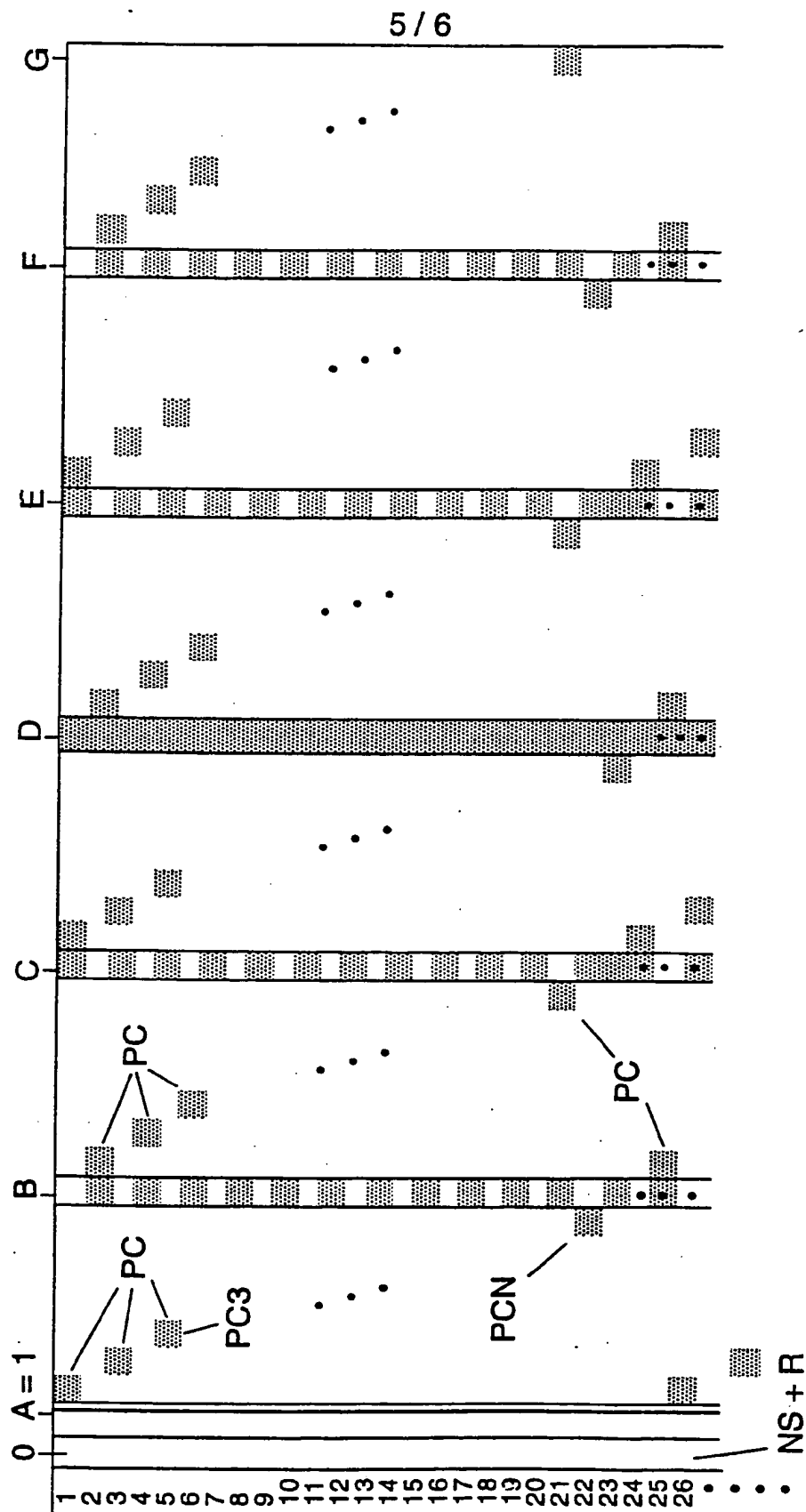


Fig.7

6 / 6

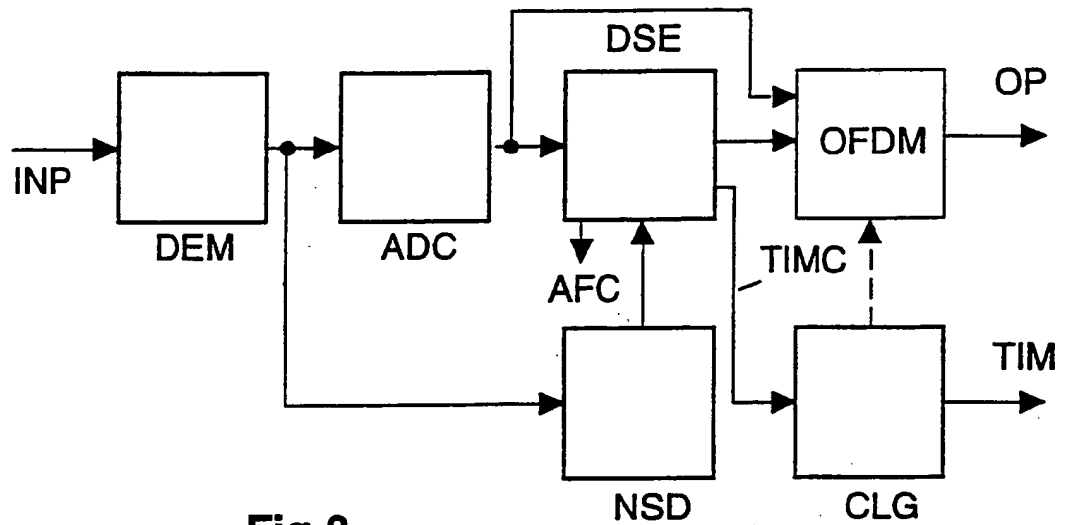


Fig.8

v	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$R_{Cv}$	0	-1	1	1	-1	1	0	1	0	-1	-1	1	1	1	0	1
$I_{Cv}$	1	0	0	0	0	0	-1	0	-1	0	0	0	0	0	1	0

Fig.10

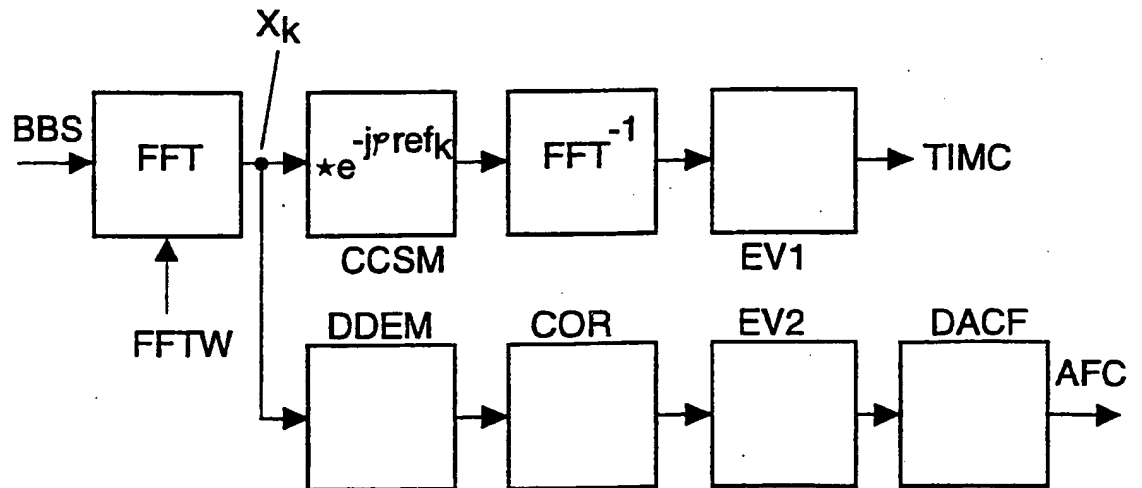


Fig.9

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. nal Application No  
PCT/EP 94/02884

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 6 H04L5/06

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 6 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP,A,0 529 421 (DAIMLER-BENZ) 3 March 1993  see abstract; figures see page 3, line 42 - page 6, line 45 ---	1,3-6,8, 9,11,14, 21,23
A	EP,A,0 441 731 (ETAT FRANÇAIS) 14 August 1991 see abstract; figures 2-4,6 see page 3, line 48 - page 4, line 13 --- -/--	1,5,6,27

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents :

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

6 December 1994

Date of mailing of the international search report

10.01.95

Name and mailing address of the ISA  
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

SCRIVEN, P

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. Appl. Application No  
PCT/EP 94/02884

## C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	IEEE Global Telecommunications Conference, 6-9 December 1992, Orlando, US; IEEE, New York, US, 1992; pages 1694 - 1698, Saito et al: "A digital modulation method for terrestrial digital TV broadcasting using trellis coded OFDM and its performance" see figure 3 see page 1695, left column, paragraph 2 ----	1,5,6
A	EP,A,0 549 445 (THOMSON-CSF) 30 June 1993 see abstract; figures 1,2 ----	1,5,6
A	WO,A,85 03180 (TELEBIT) 18 July 1985 see abstract; figures 2,10 -----	1,14



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 94/02884

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP-A-0529421	03-03-93	DE-A- 4128713	04-03-93
EP-A-0441731	14-08-91	FR-A- 2658016 US-A- 5274629	09-08-91 28-12-93
EP-A-0549445	30-06-93	FR-A- 2685839 CA-A- 2086295	02-07-93 27-06-93
WO-A-8503180	18-07-85	AU-B- 560098 AU-A- 2491084 EP-A, B 0167531	26-03-87 30-07-85 15-01-86

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1992)

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Inter. Aktenzeichen

PCT/EP 94/02884

**A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES**  
IPK 6 H04L5/06

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

**B. RECHERCHIERTE GEBIETE**

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)  
IPK 6 H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

**C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN**

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	EP,A,0 529 421 (DAIMLER-BENZ) 3. März 1993  siehe Zusammenfassung; Abbildungen siehe Seite 3, Zeile 42 - Seite 6, Zeile 45	1,3-6,8, 9,11,14, 21,23
A	EP,A,0 441 731 (ETAT FRANÇAIS) 14. August 1991 siehe Zusammenfassung; Abbildungen 2-4,6 siehe Seite 3, Zeile 48 - Seite 4, Zeile 13  --- -/-	1,5,6,27

☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

6. Dezember 1994

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

10.01.95

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde  
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

SCRIVEN, P

## C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	IEEE Global Telecommunications Conference, 6-9 December 1992; Orlando, US; IEEE, New York, US, 1992; pages 1694 - 1698, Saito et al: "A digital modulation method for terrestrial digital TV broadcasting using trellis coded OFDM and its performance" siehe Abbildung 3 siehe Seite 1695, linke Spalte, Absatz 2 ---	1,5,6
A	EP,A,0 549 445 (THOMSON-CSF) 30. Juni 1993 siehe Zusammenfassung; Abbildungen 1,2 ---	1,5,6
A	WO,A,85 03180 (TELEBIT) 18. Juli 1985 siehe Zusammenfassung; Abbildungen 2,10 -----	1,14

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 94/02884

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP-A-0529421	03-03-93	DE-A- 4128713	04-03-93
EP-A-0441731	14-08-91	FR-A- 2658016 US-A- 5274629	09-08-91 28-12-93
EP-A-0549445	30-06-93	FR-A- 2685839 CA-A- 2086295	02-07-93 27-06-93
WO-A-8503180	18-07-85	AU-B- 560098 AU-A- 2491084 EP-A, B 0167531	26-03-87 30-07-85 15-01-86

Formblatt PCT/ISA/210 (Anhang Patentfamilie)(Juli 1992)